

電圧および電流制限付き オフライン臨界導通 スイッチング電源



ON Semiconductor®

www.onsemi.jp

APPLICATION NOTE

要約

スイッチング電源およびバッテリー充電器用の小型で経済的なソリューションに対するニーズが高まっています。これらのアプリケーションは一般的に、電圧制限と電流制限の両方を必要とします。これらは非常に効率的であること、そして少量のEMI放射ノイズしか生成しないことが必要です。MC33364は、パワーMOSFETのターンオフ時に生成されたEMIの量を減らすよう、共振ターンオフ・モードで

構成できる臨界導通制御ICです。MC33341は、厳密な許容差を持つ電圧基準を提供するバンドギャップ・リファレンスを内蔵した2次側コントローラです。MC33341では電流制限も可能であり、それによってリチウムイオン・バッテリーの充電に必要なほぼ正方形の電圧と電流のループも提供します。これら2つのデバイスを組み合わせると、他の方法よりもコスト効果の高いソリューションが実現します。

従来式の方法

以前は、バッテリー充電器や電源に対して、非常にコスト効率が高く、経済的な設計方法が要求されました。ユニットは2次側で電流制限され、適切な電圧出力を供給する必要がありました。電源が汎用入力に対応しないこともよくありました。このニーズに適合する回路方式をFigure 1に示します。これは従来式のブロッキング発振器です。この回路のルーツは古い真空管時代に遡り、1984年にBob Haverによって改定され、様々なスイッチング電源のセミナー[1]、[2]で提示されました。この回路は今日、臨界導通モードとして知られるモードで動作する可変周波数ユニットです。

このユニットは、TMOS™またはパワーMOSFETのゲートを直列抵抗R1とR2でターンオンさせて起動します。結合インダクタ・トランスの1次側を流れる電流は直線的に増加します。トランスの補助巻線が位相整合されて、正(同位相)のゲート電圧を供給します。TMOSデバイスは、1次側電流がソース抵抗(Rsource)両端で約0.7 Vを生成すると「ターンオフ」します。すると、バイポーラ接合トランジスタ(BJT)が順方向にバイアスされて「ターンオン」します。

BJTが「ターンオン」すると、ゲートの電荷が取り除かれ、TMOSパワーFETが「ターンオフ」します。補助電圧は、蓄積エネルギーを2次側に放出するた

めに、1次側の電圧が反転すると反転します。2次側に流れ込むエネルギーが存在する限り、補助電圧は負でゲート電圧も負です。BJTのコレクタに直列接続された小信号ダイオード(1N914)は、デバイスがリバース・モードで動作しないようにしています。1N914の代わりに、1N4148や1N4150を使用できます。

TMOSパワーFETがオフ・モードのとき、インダクタの空隙に蓄積された結合エネルギーが2次側に放出されます。2次側のエネルギーはショットキ・ダイオードD2を経由して負荷に流れます。結合エネルギーが枯渇すると、1次側と2次側の両方および補助巻線の電圧はゼロに低下します。

トランスは完璧な部品ではないため、1次側に少量のエネルギーが残留します。これは1次側の漏れインダクタンスのエネルギーです。そのため、トランス両端の電圧がFETのCoss静電容量とリングングを起こし始めます。この「ターンオフ」リングングにはFETのドレイン-ソース間電圧を低下させる効果があり、補助巻線に正の電圧が発生します。この正の電圧は、R1とR2の2個の抵抗で、TMOSパワーFETのゲートに正の電圧を印加し、それによって、エネルギー蓄積サイクルが再スタートします。

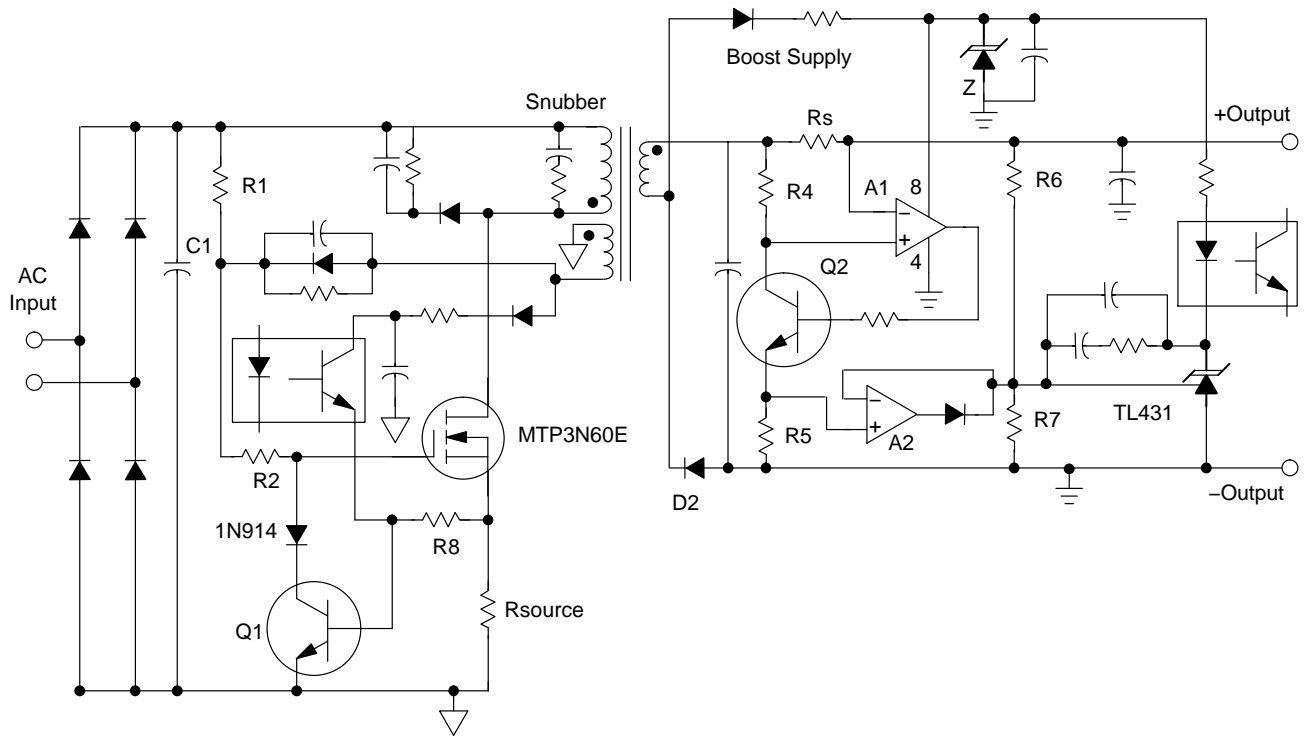


Figure 1. Blocking Oscillator with Voltage and Current Limit on the Secondary Side

従来式の電圧および電流帰還

2次側にはすべての制御機能があります。電圧帰還は標準品であるTL431とR6、R7で決定します。R7両端の電圧は2.54 Vです。オプトカプラのLEDを流れる電流によってNPNフォトリジスタが導通し、抵抗R8の両端に小さな電圧が生じて、Q1のベースにオフセット電圧が発生します。そのためスイッチング・サイクルまたはエネルギー蓄積サイクル中に1次側電流が減少します。

電流制限は、分圧抵抗R6とR7の左側セクションで行われます。直列抵抗Rsの両端の電圧はR4と同じです。R4/Rsの比は電流ゲインと考えることができます。オペアンプA1は、 h_{FE} が高いNPNトランジスタのベースに電流を供給し、 V_{R4} が V_{Rs} と等しくなるよう維持します(アプリケーションによってはQ2はNチャネルJFET)。R4を流れる電流はR5を流れる電流と同じです。R5両端の電圧(V_{R5})が2.54 Vを超えると、A2と直列ダイオードで構成されるバッファ・ステージによって、R7両端の電圧が上昇し、それによってLED電流が増加して、1次側のオフセット電圧が上昇します。 V_{R5} がTL431の基準電圧を超えたときだけ電流制限が適用されます。

オペアンプA1とA2 (MC33072)が適切に機能するには、電源電圧を上昇させる必要があります。これはトランスの順方向電圧モードを使用して達成できま

す。この上昇した電源電圧はツェナZによって制限されます。

最大負荷電流はEq.1から、次のとおり定義できます。

$$I_{LoadMax} = \frac{2.5}{R_5} \cdot \frac{R_4}{R_s} \quad (\text{eq. 1})$$

一例を挙げれば、最大値が3.0 Aの場合は、最大負荷時に消費電力が0.5 W以下になるように、Rsを選択します。計算では0.05556 Ωの抵抗になるので、実用値の0.05 Ωを選択しました。これは通常、2個の0.1 Ω抵抗で構成されます。次に選択する項目は電流ゲインです。値を200とすると、R4とR5を通じて最大電流15 mAが生成されます。これにより、R4は10 Ω ($0.05 \cdot 200 = 10$)になります。したがって、R5の値は166.667 Ωになります。この値は160 Ωと6.8 Ωの2個の抵抗を使用して作成でき、両抵抗とも0.25 W以下です。

この帰還の効果は、Figure 2に示すとおり、正方形出力特性を作成することです。完璧な正方形出力特性はないので、電流はわずかに増加します。この場合、R5に150 Ω抵抗を1個だけ使用すると、出力電流は3.33 Aになります。160 Ω抵抗の場合は3.125 Aを供給します。

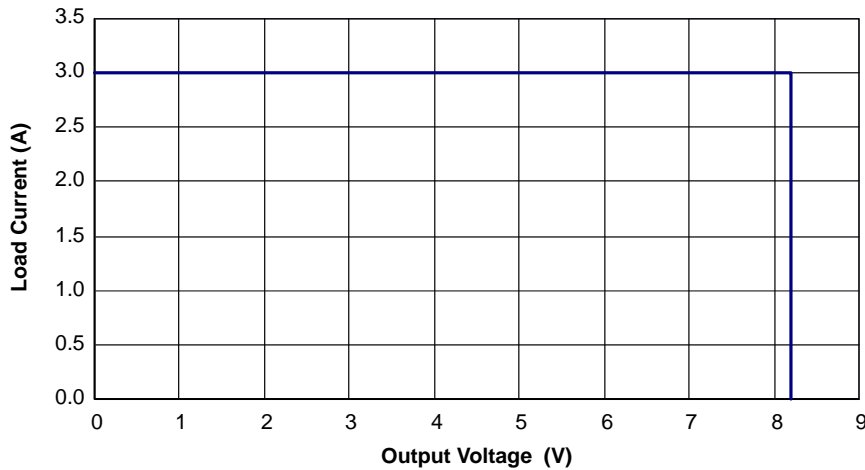


Figure 2. Square Voltage and Current Output Characteristics

ブロッキング発振器の問題と課題

ブロッキング発振器の課題が多数あります。最初の課題は、120 VACや220 VACなどの単一電圧入力回路しか設計できないことです。補助電圧の変動のため、85~270 VAC入力の全範囲にわたって動作することはできません。補助電圧は入力電解コンデンサC1両端の整流DCライン電圧に比例します。補助電圧が7 VでC1電圧の谷が100 Vの場合、132 VAC入力に対して13 V、220 VAC入力に対して21.77 Vになることを意味します。これには2つの問題があります。1つには、7 Vは高電圧パワーFETが適切に飽和するためのスレッシュホールドに非常に近い値です。「エンジニアリング経験則」を用いた場合、非ロジック・レベルのデバイスの最小電圧は8 Vです。適切なエンジニアリング実践規範を用いた場合、印加すべき最大ゲート電圧は8 Vです。明らかにこれは「汎用入力」の候補ではありません。

2つ目の課題はゲートのターンオフです。トランジスタQ1にはパワーFETを素早く「ターンオフ」する能力に制限があります。そのため、パワーFETは余分なエネルギーを放散するので、大きなヒートシンクが必要です。3つ目の課題は無負荷状態であり、動作周波数が非常に高くなるときに発生します。

従来式2次側制御の問題と課題

最初の問題は短絡時の動作です。LEDが+Outputに接続されたときは、短絡電流削減のために、LEDを動作させる電圧は生じません。したがって、LEDは「昇圧電源」に接続する必要があります。電流は「昇圧電源」の電圧を維持するために、LEDを流れる電流を制限しなければなりません。

2つ目の課題は、この回路を実現するのに多数の部品が必要なことです。すべての部品は表面実装部品として入手できますが、通常は部品点数が増加すると、品質、コスト、スペースが影響を受けます。

改善された方法

1次側の集積回路MC33364

今日、電源は汎用入力を持つことが要求されます。ラップトップ・コンピュータ、携帯電話、その他の各種機器は、ACまたはDCの電気エネルギーが利用可能な地球上のどの国、どの場所でも動作できることが求められます。今日要求されているのは、電源に接続するプラグだけを変えることです。要求条件は以下のとおりです。

1. 汎用入力電圧
2. 短絡動作
3. 開回路動作
4. 電力制限または角型ループ負荷動作

最近ではこの機能を実行できる集積回路が多数あります。その1つがMC33364です。MC33364は臨界導通コントローラに分類されます。これはFigure 1に示す従来式のブロッキング発振器と同じです。したがって、トランスの設計はブロッキング発振器と同一です。

このICのブロッキング発振器より有利な点は、以下のとおりです。

1. 40~700 VDCの広い入力電圧範囲 このICは48 Vのtelecom DCバスからヨーロッパで一般的な381 VACライン間電圧まで動作可能
2. 15 Vのみ必要なTO-220パッケージ入りの高電圧パワーFETまたはIGBTを適切に駆動するフルゲート・ドライブ
3. 開回路周波数を制限する周波数クランプ
4. 1次側制御の実行が可能なりファレンス

従来式回路とMC33364ベース回路間の基本的な違いは、補助巻線の位相整合です。補助巻線は出力巻線と同様に位相整合されます。これにより、1次側および2次側に密結合可能な制御補助電源電圧を実現できます。

二次側コントローラIC MC33341

MC33341は、ディスクリートの従来式システム・コントローラで使用されるデュアル・オペアンプMC33072と同一サイズの8ピン・デバイスです。内部基準は低電圧アプリケーションに対応可能な約1.2 Vに設定されます。このデバイスはTLV431に類似して

います。MC33341を使用した方法の利点は、次のとおりです。

1. 小型サイズ
2. 少ない部品点数
3. LEDは短絡動作が簡単になるよう、このICから直接駆動される
4. 正(+bus)または負(-bus)の検知

以下の類似性があります。

1. 電圧決定のための抵抗分圧回路
2. 電流検知のための2個の抵抗
3. 短絡動作のために昇圧電源が必要

設計例：85~270 VAC入力 3 A 8.2 V出力コントローラ

全体設計をFigure 3に示します。この実装は汎用入力がサポートされている点を除いて、Figure 1に示す回路と同じ機能を備えています。この電源は85~270 VACの入力範囲で動作します。結果的な電源またはバッテリー充電器は、8.2 Vで3.0 Aを連続供給可能な角型ループ出力特性を持ちます。低ライン電圧時には70 kHzの最大負荷周波数が選択されます。出力は次のとおりです。

$$\text{Watts Load} = 3.0 \cdot 8.2 = 24.6 \text{ W} \quad (\text{eq. 2})$$

$$\text{Watts Input} = \frac{\text{Watts Load}}{\eta \text{ (efficiency)}} = \frac{24.6}{0.85} = 28.9 \text{ W} \quad (\text{eq. 3})$$

この設計では、数値を簡単にするために30 Wを使用します。

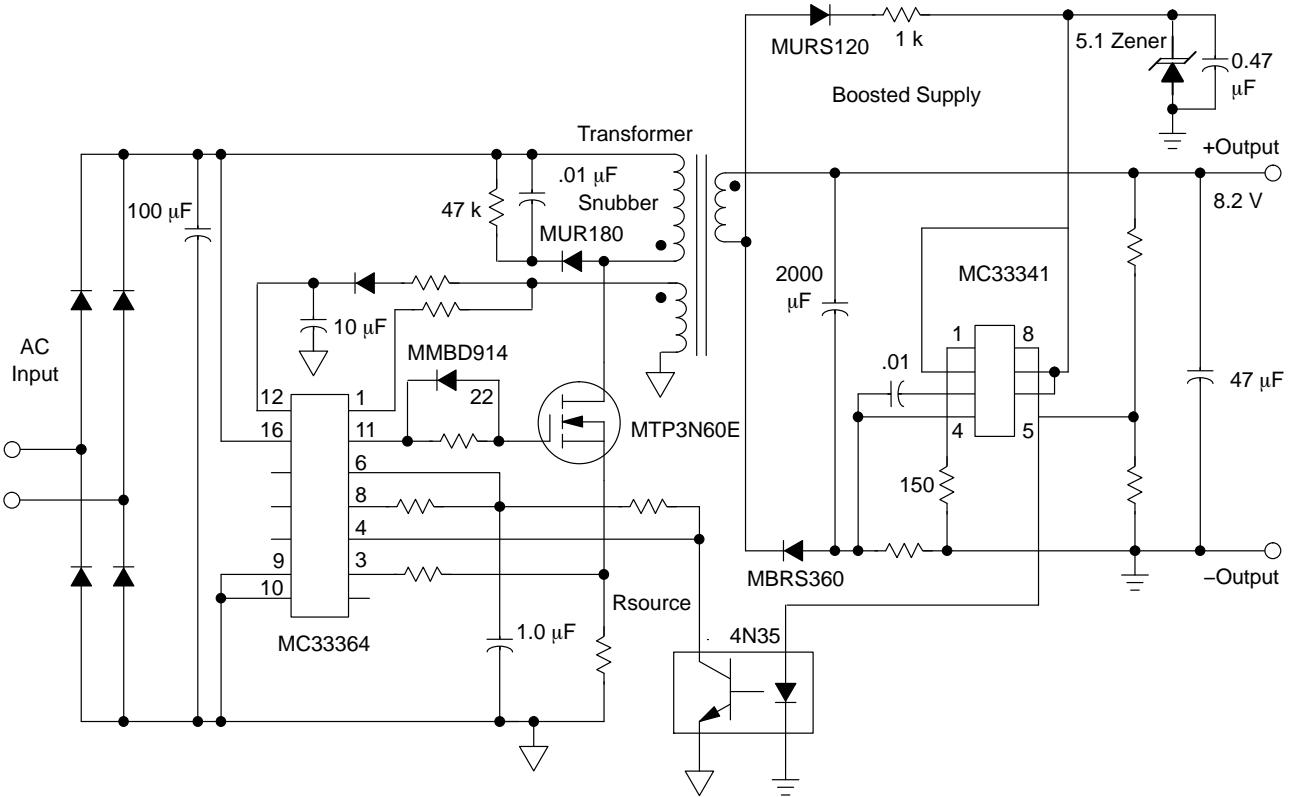


Figure 3. Universal Input Controller with an Output at 3 A and 8.2 V

低いラインは電解コンデンサで20 Vリップルを持つ85 VAC、50 Hz入力です。これがバレー(谷)を定義します。谷から電解コンデンサの容量やインダクタの値が決定されます。コンデンサの値はいくつかの方法で決定できます。ここでは、2つの方法を示します。1つはSavant et al [4]の資料から来ています。

$$C = \frac{V_{\text{PEAK at LOWLINE}}}{\Delta V_{\text{PEAK RIPPLE}} \cdot F_{\text{REQ}} \cdot R_{\text{LOAD}}} \quad (\text{eq. 4})$$

For a 20 V peak-to-peak ripple.

$$\frac{85 \cdot \sqrt{2}}{20 \cdot 100 \cdot 500} = 120 \mu\text{F} \quad (\text{eq. 5})$$

For a 25 V peak-to-peak ripple.

$$\frac{85 \cdot \sqrt{2}}{25 \cdot 100 \cdot 500} = 96 \mu\text{F} \quad (\text{eq. 6})$$

$$R_{\text{Load}} = \frac{V_{\text{CAP AVERAGE}}^2}{\text{Watts}} \quad (\text{eq. 7})$$

$$V_{\text{CAP AVERAGE}} = V_{\text{PEAK at LOWLINE}} - \frac{\Delta V_{\text{PEAK RIPPLE}}}{2} \quad (\text{eq. 8})$$

2つ目の方法はジュール・エネルギーを使用してコンデンサ値を計算することです。エンジニアリング

経験から、全波ブリッジでのダイオードの導通時間は、50 Hzシステムでは約2.5 ms、60 Hzシステムでは約2.25 msになります。これはエネルギーを蓄積する電解コンデンサは、非導通期間にエネルギーを供給しなければならないことを意味します。これは50 Hzシステムでは約7.5 ms、60 Hzシステムでは約6 msになります。

$$\text{Joules} = \text{Watt} \cdot \text{Seconds} \quad (\text{eq. 9})$$

$$\text{Joules} = 30 \cdot 7.5e^{-3} = 0.225 \quad (\text{eq. 10})$$

$$\text{Joules} = \frac{1}{2} \cdot CV^2_{\text{PEAK}} - \frac{1}{2} \cdot CV^2_{\text{VALLEY}} \quad (\text{eq. 11})$$

$$C = \frac{2 \cdot \text{Joules Load}}{V^2_{\text{PEAK}} - V^2_{\text{VALLEY}}} \quad (\text{eq. 12})$$

$$C = \frac{2 \cdot 0.225}{(85 \cdot \sqrt{2})^2 - (85 \cdot \sqrt{2} - 25)^2} = 83.5 \mu\text{F} \quad (\text{eq. 13})$$

両方の方法とも、85 VAC 50 Hzでの動作には大容量の電解コンデンサが必要です。電解コンデンサのDC定格は、高いACライン電圧(270 V)で定義されます。これは400 Vの電解コンデンサが必要なことを意味します。一般的な値は、1個の100 μF 400 VDC電解コンデンサ、または2個の47 μF 400 VDC電解コンデンサの並列接続です。

追加注記事項として、米国およびカナダの120 V、60 Hzラインで電源を使用する場合は、2倍の負荷が「エンジニアリング経験則」です。これは60 μF コンデンサ、すなわちメーカーのカatalog部品では68 μF コンデンサになります。ヨーロッパの220 VAC 50 Hzラインでは、このコンデンサは30 μF 、すなわち一般的なカatalog値としては33 μF になります。

力率補正(PFC)およびホールドアップ時間

85 VAC 50 Hz~270 VAC 50 Hzの汎用入力の設計は、電解コンデンサのサイズから考えて困難かも知れません。上記のコンデンサ・サイズの決定には、ACライン・サイクルの欠落に対する「ホールドアップ」時間は含まれません。汎用入力と併せて「ホールドアップ」時間が要求される場合は、アクティブPFC回路を検討することが非常に重要です。これによって、電解コンデンサの容量値が減少し、フライバック・パワーMOSFETの電流定格が下がります。両方の部品の電圧定格はほぼ同じままです。MC33262やMC33261などのアクティブPFC回路を使用すれば、ユニットの物理サイズを縮小するのに役立つことがあります。MC33262およびMC33261データシートには、設計等式やいくつかのリファレンス・デザインがデータと併せて掲載されています。

トランスまたは結合インダクタの設計

最小電圧が定義されるため、インダクタンス値を計算できます。電解コンデンサ両端の最小DC電圧は95 Vです。この時点でデューティ・サイクルは最大0.5、すなわちスイッチのオンタイムとオフタイムが等しくなります。スイッチのピーク電流とインダクタンス値が両方とも計算されます。これはChryssis

[5]が開発したものです。最大負荷時の最低周波数は計算により70 kHzになります。

$$I_{\text{PEAK PRIMARY}} = \frac{2 \cdot \text{Watts}}{V_{\text{DC MIN}} \cdot \delta_{\text{max}}} = \frac{2 \cdot 30}{95 \cdot 0.5} = 1.26 \text{ A} \quad (\text{eq. 14})$$

$$E = L \cdot \frac{\alpha i}{\alpha t} = L \cdot \frac{V_{\text{DC MIN}} \cdot \delta_{\text{MAX}}}{\delta} \cdot \text{Freq} \quad (\text{eq. 15})$$

$$L = \frac{V^2_{\text{DC MIN}} \cdot \delta^2_{\text{MAX}}}{2 \cdot \text{Watt} \cdot \text{Freq}} = \frac{95^2 \cdot 0.5^2}{2 \cdot 30 \cdot 70 \text{ e}^3} = 537 \mu\text{H} \quad (\text{eq. 16})$$

コアは容易に入手可能なパーツから選択した、Fer rite International (7070-30-15-07), Magnetic (P43007), Philips (E30/15/7-3C80)です。このコアのパラメータは次のとおりです。

- 断面積AeまたはAc = 0.49 cm² min、センタ・レグ
- 磁気材料経路長lm = 6.56 cm

巻数はEq.19で計算されます。Eq.18はEq.17から展開されます。

$$E = N \cdot \frac{\alpha \theta}{\alpha t} = N A_C \cdot \frac{\alpha B}{\alpha t} \quad (\text{eq. 17})$$

$$N = \frac{E \cdot \Delta t}{A_O \cdot \Delta B} \quad (\text{eq. 18})$$

1次側の場合、AWG 25ワイヤを使用した68回巻です。次に、エッジ・スペースを求めするために空隙を計算します。この空隙はEq.19とEq.20を使用して計算します。これはエッジ・ギャップとセンタ・ギャップを含む合計空隙です。ギャップのないコアを使用しているので、ギャップ長は2で除算し、外側レグにスペースを配置しています。合計ギャップは2.05 e⁻⁵メートル、すなわち0.008インチです。これは0.004インチのスペースとなり、コピー用紙ほどの厚さです。

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{\text{CORE}} + \mathfrak{R}_{\text{MATERIAL}}} = \frac{N^2}{\frac{l_m}{\mu_0 \mu_R A_C} + \frac{l_{\text{GAP}}}{\mu_0 A_{\text{GAP}}}} \quad (\text{eq. 19})$$

$$l_{\text{GAP}} = \frac{\mu_0 A_C N^2}{L} - \frac{l_m}{\mu_R} \quad (\text{eq. 20})$$

ここで：

- L = インダクタンス(H)
- l_m = コアの磁気経路長(m)
- l_{gap} = ギャップ長(m)
- A_C = A_e = 有効断面積(m²)
- μ₀ = 4π 10⁻⁷
- μ_R = コアの透磁率
- N = 巻数

1次側電圧を1次側巻線数で除算すると、1巻当りの電圧(V)が定義されます。1巻当りの電圧(V)は約1.4 Vです。2次側巻線は6.35回巻で計算されます。8.3 Vの2次側に対して2ストランドの24 AWG磁気ワ

イヤを使用した7回巻を選択し、補助巻線には30 AWGを使用した10回巻を選択します。電源スイッチが15 Vを必要とするIGBTの場合、補助巻線の巻数は13回になります。このすべてを1セクション巻のポビンに容易に取り付けることができます。詳細情報はオン・セミコンダクターからアプリケーション・ノートで提供されています。参考文献[6]、[7]、[8]を参照してください。

トランスのサイズの決定

正確なトランスおよびインダクタの設計を説明するのは、このアプリケーション・ノートの意図するところではありません。記載した内容は背景情報のための手引きとして使用しています。トランスまたは結合インダクタのサイズを選択するのは簡単ですが、経験則が存在します。簡単な方法の1つは「Area Product」方法です。Magnetics Ferrite Core社のカタログ[9]に等式が記載されています。データと共に掲載されている別の等式がC. McLymanの書籍[10]、[11]、[12]に掲載されており、トランスおよびインダクタ設計者の標準となっています。Area Product (Ap) 式は、シングル・トランジスタ順方向コンバータ・トランスおよびフライバック・トランスに関して、以下のとおり定義されています。これにより可能な最小コアが定義されます。

- Ap = Area product(cm⁴)
- P_O = 全巻線の出力電力
- C = 電流密度の逆数 1/J = 3.55*10⁻³ cm² /A

$$A_p = \frac{P_o C \cdot 10^8}{2eBFK} \quad (\text{eq. 21})$$

これは1A当りの500サーキュラーミルに類似しています。

- e = 効率。出発点として0.9を使用する人が多い
- B = コアから見たピーク磁束密度
- F = スwitching周波数
- K = トランス利用率、代表値0.3
トランスの場合は0.5を超えないこと
インダクタの場合0.8近くになることがある

$$A_p = \frac{3 \cdot 3.22 \cdot 10^{-3} \cdot 10^8}{2 \cdot 0.9 \cdot 2000 \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 0.3} = 0.12778 \text{ cm}^4 \quad (\text{eq. 22})$$

選択したコアは0.127 cm⁴以上でなければなりません。多くの欧州レギュレータ規格に適合させるために、Apは2~3倍にしなければならない場合があります。これがトランス設計技術が重要な役割を果たす部分です。今回の例に選択したコアは、Ap = 0.55 cm⁴です。

疑似共振モード動作のための非放散スナバの設計

スナバ回路は回路のエネルギー放散が少なく、かつswitching遷移が低くなるように変更することができます。これをFigure 4に示します。Rectifier Applications Handbook [13]のChapter 11に記載されている無損失スナバは、ドレイン-ソース間電圧のdV/dt上昇を制限することによって、パワーFETのターンオフ損失を低減します。Eq.23から始めて、Eq.24に整理すると、パワーFETへのターンオフ・エネルギーを大幅に低減できます。

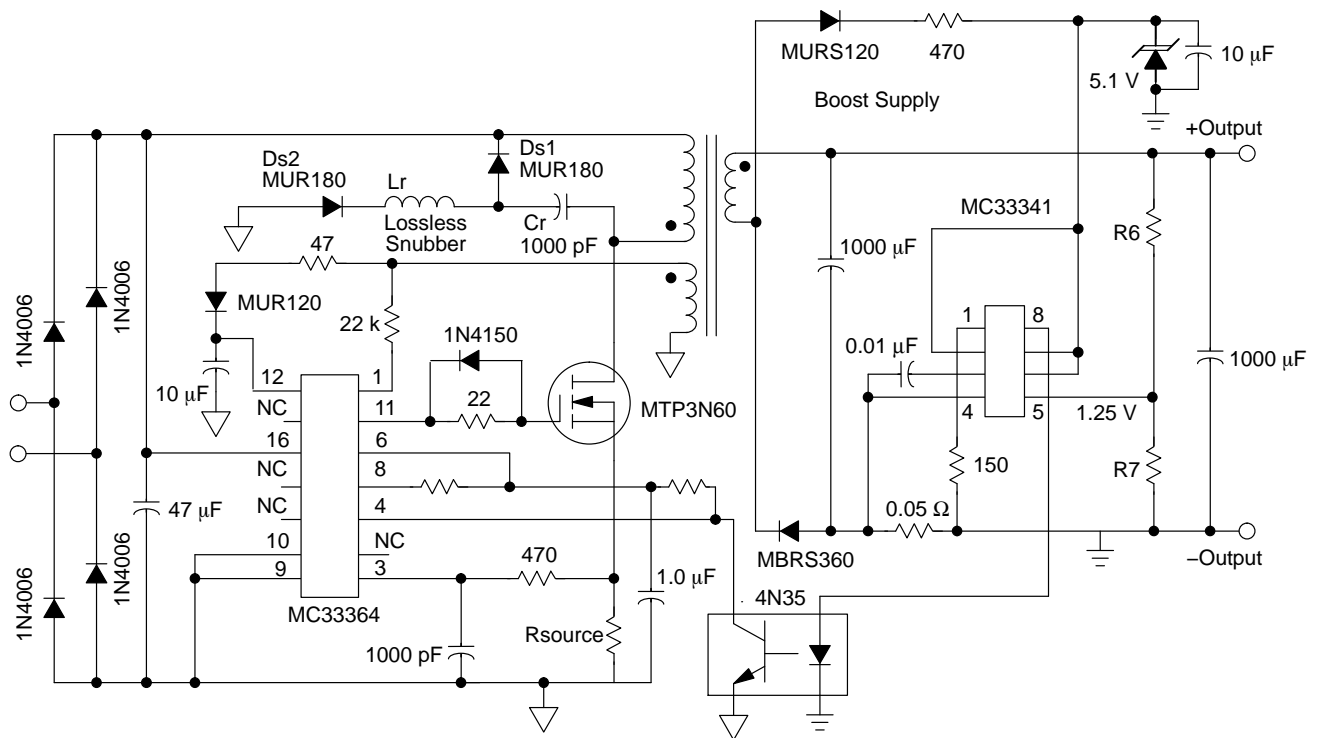


Figure 4. Lossless Snubber Circuit

パワーFETの「ターンオフ」期間の初めは、1次側電流が流れ続けようとして、1次側巻線の電圧方向を強制的に変更します。1次側電流は、FETを流れる代わりにコンデンサCrとダイオードDs1を流れるよう方向づけられます。コンデンサCrはEq.25で定義される電圧まで充電されます。蓄積されるエネルギーはEq.26で与えられます。

$$i = C \cdot \frac{\alpha V}{\alpha t} \quad (\text{eq. 23})$$

$$\frac{i}{C} = \frac{\alpha V}{\alpha t} \quad (\text{eq. 24})$$

$$V_{Cr} = (V_{\text{OUTPUT}} + 0.7 \text{ V}) \cdot \frac{N_{\text{PRIMARY}}}{N_{\text{SECONDARY}}} \quad (\text{eq. 25})$$

$$86.4 = (8.2 + 0.7) \cdot \frac{68}{7}$$

$$J_{Cr} = \frac{1}{2} \cdot C V^2_{Cr} \quad (\text{eq. 26})$$

すべての結合エネルギーが2次側に放出された後、補助巻線の電圧がゼロを通過してリングし、MC33364は次のエネルギー蓄積サイクルを開始します。パワーFETがターンオンすると、FETのドレインはグランド電位になります。FET、ダイオード(Ds2)、インダクタ(Lr)、コンデンサ(Cr)で構成される完全な回路が存在します。理想的な状態では、コンデンサの電圧極性が反転します。これはRashidの資料“Power Electronics”[14]のChapter 2で説明されています。この遷移が起こる時間はEq.27で定義されます。

$$t = \pi \cdot \sqrt{Cr \cdot Lr} \quad (\text{eq. 27})$$

ピーク電流値はEq.29によって定義されます。

$$i_R = V_{Cr} \cdot \sqrt{\frac{Cr}{Lr}} \quad (\text{eq. 28})$$

検討を要する制限がいくつかあります。時間は1 μs以内にすることが必要です。ピーク電流値はパワーFETが処理可能な最大ピーク電流より小さくする必要があります。Table 1にこのバリエーションを示します。ここで、Crは1,000 pFであり、Eq.25を使用するとV_{Cr}=86.4 Vとなります。

インダクタLrはかなり重要です。インダクタは、u_rが100未満の鉄粉材料を使用したトロイドでなければなりません。トロイドが必要な理由は、磁束を小さなスペースに限定し、回路の残りの部分に放散しないことです。MicroMetals [15]トロイダル・コア、T38-26またはT38-52を使用して、14回巻の9.6 μHのインダクタを作製できます。これは0.3 μsほどの遷移時間と0.9 Aのピーク電流に相当します。これはMTP3N60Eデバイスのピーク電流定格よりもかなり低くなります。

Table 1. Lr AND I_{peak} FOR GIVEN TIMES

Time in μs	Lr in H	I _{peak}
0.2	4.05e - 06	1.357
0.3	9.12e - 06	0.905
0.4	1.62e - 05	0.679
0.5	2.53e - 05	0.543
0.6	3.65e - 05	0.452
0.7	4.96e - 05	0.388
0.8	6.48e - 05	0.339
0.9	8.21e - 05	0.302
1.0	1.01e - 04	0.271

FETのソース・センス抵抗R_{source}とIC MC33364の間にRCフィルタがあります。このRC回路網の時定数は、スナバ回路網の遷移時間よりも大きくする必要があります。このRCフィルタの目的は誤トリガをなくすことであり、リーディング・エッジ・ブランキング回路網と呼ばれることもあります。

参考資料

- [1] Bob Haver, Semiconductors for Switching Power Supplies, Seminar handout 1985, © 1985, Motorola Inc.
- [2] Jim Spangler, “A Power Factor Corrected MOSFET, Multiple Output, Flyback Switching Supply”, Proceedings 10th PCIM '85 Conf. Oct 85, pp 19–32.
- [3] Data sheets, MC33364, MC33341, TL431, MC33072, MTP1N60E, MMBT2222, MBRS360, MRA4004, MURS160, MBT4N60E, NTD3N60 from ON Semiconductor, <http://www.onsemi.com>
- [4] Savant, Roden, Carpenter, “Electronic Design, Circuits and Systems, 2nd ed”, © 1987, 1991, Benjamin/Cummings Publishing Co., Redwood City, CA, ISBN 0–8053–0285–9, pp 38–42.
- [5] Chryssis, George C., “High-Frequency Switching Power Supplies, Design & Theory”, ©1989, 1994, McGraw–Hill, NY, ISBN 0–07–010951–6, Chapter 5.
- [6] Ondrej Pauk, AN1593, “Low Cost 1.0 A Current Source for Battery Chargers”, © 1997, Motorola Inc., <http://www.onsemi.com>
- [7] C. Basso, AN1681, “How to Keep a Flyback Switch Mode Supply Stable with a Critical-Mode Controller”, © 1999, Motorola Inc., <http://www.onsemi.com>
- [8] Petr Lidak, unpublished application note in 1996 “AC–DC battery charger (constant current with voltage limit) using the MC33364 and the MC33341.
- [9] Magnetic Ferrite Cores catalog, Butler, PA, 724–282–6955. <http://mag-inc.com>
- [10] C. McLyman, “Transformer and Inductor Design Handbook”, © 1978, Marcel Dekker, New York, NY; ISBN 0–8247–6801–9
- [11] C. McLyman, “Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors”, © 1982, Marcel Dekker, New York, NY; ISBN 0–8247–1873–9
- [12] C. McLyman, © 1987, Designing Magnetic Components for High Frequency DC–DC Converters, Kg Magnetics, Inc., San Marino, CA; ISBN 1–883107–00–8
- [13] Rectifier Applications Handbook, HB214/D, ©1993, ISBN 0–929270–00–2; available from ON Semiconductor, Phoenix, AZ 85008
- [14] Rashid, “Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications”; © 1988, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ 07632, ISBN 0–13–687667–6, pp.18–23
- [15] MicroMetals Iron Powered Cores, Catalog 4 Issue G, ©1993, Anaheim, CA, 800–356–5977

TMOS is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) or its subsidiaries in the United States and/or other countries.

ON Semiconductor及びONのロゴはSemiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における登録商標です。SCILLCは特許、商標、著作権、トレードシークレット(営業秘密)と他の知的所有権に対する権利を保有します。SCILLCの製品/特許の適用対象リストについては、以下のリンクからご覧いただけます。www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf。SCILLCは通告なしで、本書記載の製品の変更を行うことがあります。SCILLCは、いかなる特定の目的での製品の適合性について保証しておらず、また、お客様の製品において回路の応用や使用から生じた責任、特に、直接的、間接的、偶発的な損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。SCILLCデータシートや仕様書に示される可能性のある「標準的」パラメータは、アプリケーションによっては異なることもあり、実際の性能も時間の経過により変化する可能性があります。「標準的」パラメータを含むすべての動作パラメータは、ご使用になるアプリケーションに応じて、お客様の専門技術者において十分検証されるようお願い致します。SCILLCは、その特許権やその他の権利の下、いかなるライセンスも許諾しません。SCILLC製品は、人体への外科的移植を目的とするシステムへの使用、生命維持を目的としたアプリケーション、また、SCILLC製品の不具合による死傷等の事故が起こり得るようなアプリケーションなどへの使用を意図した設計はされておらず、また、これらを使用対象としておりません。お客様が、このような意図されたものではない、許可されていないアプリケーション用にSCILLC製品を購入または使用した場合、たとえ、SCILLCがその部品の設計または製造に関して過失があったと主張されたとしても、そのような意図せぬ使用、また未許可の使用に関連した死傷等から、直接、又は間接的に生じるすべてのクレーム、費用、損害、経費、および弁護士料などを、お客様の責任において補償をお願いいたします。また、SCILLCとその役員、従業員、子会社、関連会社、代理店に対して、いかなる損害も与えないものとします。SCILLCは雇用機会均等/差別撤廃雇用主です。この資料は適用されるあらゆる著作権法の対象となっており、いかなる方法によっても再販することはできません。

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative